

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-095248  
(43)Date of publication of application : 29.03.2002

(51)Int.Cl. H02M 3/28  
H02M 7/21

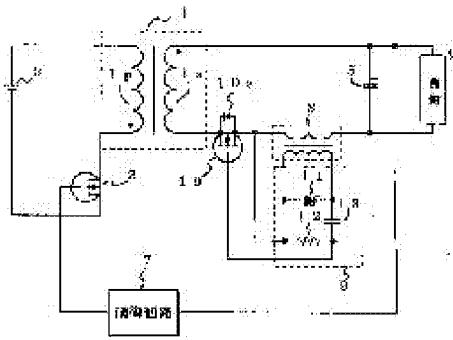
(21)Application number : 2000-279809 (71)Applicant : SHARP CORP  
(22)Date of filing : 14.09.2000 (72)Inventor : SASAKI MASATO

## (54) SYNCHRONOUS RECTIFIER AND SWITCHING POWER SUPPLY PROVIDED THEREWITH

### (57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a synchronous rectifier and a switching power supply provided therewith wherein a field-effect transistor is synchronously rectified through simple constitution and the on period of the field-effect transistor is always lengthened in current continuous mode.

SOLUTION: A current transformer 8 detects any current passed between the source and the drain of MOSFET 10, including any current passed through a parasitic diode 10a. Voltage outputted from the current transformer is differentiated through a differentiating circuit comprising a resistor 12 and a capacitor 13, and is supplied to the gate of the MOSFET 10.



**\* NOTICES \***

JPO and INPIT are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

- 1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
- 2.\*\*\*\* shows the word which can not be translated.
- 3.In the drawings, any words are not translated.

---

**CLAIMS**

---

**[Claim(s)]**

[Claim 1]A current detecting means which detects current which flows between source drains of a field effect transistor including current which flows into a parasitic diode, A control means which drives said field effect transistor by supplying voltage to a gate of said field effect transistor according to voltage which this current detecting means outputs, A synchronous detection device which is a synchronous detection device which drives a preparation and said field effect transistor, and is characterized by said control means's differentiating voltage which said current detection means outputs, and supplying it to a gate of said electric field transistor.

[Claim 2]The synchronous detection device comprising according to claim 1:

Said control means is a differentiation circuit.

A constant voltage diode formed at least in one side between input terminals of this differentiation circuit, and between output terminals.

[Claim 3]A transformer.

A switching means connected to a primary side coil of this transformer.

A rectification means and a smoothing means which are connected to secondary winding of said transformer.

It is the switching power supply unit provided with the above, and is characterized by said rectification means being a field effect transistor provided with the synchronous detection device according to claim 1 or 2.

[Claim 4]A transformer.

A switching means connected to a primary side coil of this transformer.

A rectification means and a commutation means which are connected to secondary winding of said transformer in series, and a coil and a smoothing means by which multiple connection is carried out to this commutation means.

It is the switching power supply unit provided with the above, and is characterized by said commutation means being a field effect transistor provided with the synchronous detection device according to claim 1 or 2 at least among said rectification means and said commutation means.

---

[Translation done.]

## \* NOTICES \*

JP0 and INPIT are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.

2.\*\*\*\* shows the word which can not be translated.

3.In the drawings, any words are not translated.

---

## DETAILED DESCRIPTION

---

### [Detailed Description of the Invention]

#### [0001]

[Field of the Invention]This invention relates to the switching power supply unit provided with the synchronous detection device and this which make said field effect transistor turn on and off synchronizing with the current which flows into a field effect transistor.

#### [0002]

[Description of the Prior Art]In the switching power supply unit which is made into the output voltage of a request of input voltage, and is stabilized, and is supplied to load, when a primary side and the downstream need to be electrically insulated from a viewpoint of safety or a noise, a transformer with the primary winding and the secondary winding which were insulated mutually is used. As a conventional example of the switching power supply unit provided with the transformer, the switching power supply unit using a flyback type converter as shown in drawing 5 is mentioned.

[0003]The composition of the switching power supply unit using the flyback type converter shown in drawing 5 is explained. First, the primary side of the transformer 1 is explained. The anode of DC power supply 3 is connected to the cold side of the primary winding 1p of the transformer 1. The drain of the switching transistor 2 which is n channel form MOSFET is connected to the hot the primary winding 1p of the transformer 1 side. The source of the switching transistor 2 is connected to the negative electrode of DC power supply 3. The gate of the switching transistor 2 is connected to the output side of the control circuit 7 mentioned later.

[0004]Next, the downstream of the transformer 1 is explained. The anode of the capacitor 5 is connected to a hot 1 s of secondary windings of the transformer 1 side, and the negative electrode of the capacitor 5 is connected to the anode of the diode 4. The cathode of the diode 4 is connected to the cold side of 1 s of secondary windings of the transformer 1. The load 6 is connected to the both ends of the capacitor 5, and the input side of the control circuit 7 is connected at the node of the anode of the capacitor 5, and the load 6.

[0005]Operation of the switching power supply unit using the flyback type converter of the above-mentioned composition is explained with reference to drawing 6. If the switching transistor 2 receives the voltage signal of a High level from the control circuit 7 and is turned on, voltage  $V_{Q2}$  between drain sauce of the switching transistor 2 will become zero, and current  $I_{Q2}$  will flow into the primary winding 1p of the transformer 1 from DC power supply 3. Current  $I_{Q2}$  serves as a waveform which increases gradually for the inductance of the primary winding 1p of the transformer 1. Voltage  $V_{T1}$  of the primary winding 1p of the transformer 1 serves as output voltage of DC power supply 3, and equal positive voltage (a hot side is negative potential and the cold side is positive potential). And although induced voltage arises in 1 s of secondary windings of the transformer 1, since a hot side is negative potential and the cold side is positive potential, current  $I_R$  which flows through the diode 4 by the

rectification of the diode 4 becomes zero. Thus, energy is accumulated for the switching transistor 2 in the primary winding 1p of the transformer 1 during the ON state.

[0006]If the switching transistor 2 receives the voltage signal of a Low level from the control circuit 7 and is turned off, Since the increase in current  $I_{Q2}$  becomes stop zero, the flux reversal of the core of the transformer 1 stops, and voltage  $V_{T1}$  of the primary winding 1p of the transformer 1 serves as negative voltage (a hot side is positive potential and the cold side is negative potential). The reverse

electromotive voltage of the primary winding 1p of the transformer 1 is also added, and voltage  $V_{Q2}$  becomes large. In the downstream of the transformer 1, induced voltage (a hot side is positive potential and the cold side is negative potential) arises in 1 s of secondary windings by the energy accumulated in the primary winding 1p of the transformer 1. Since the voltage of a forward direction is impressed to the diode 4 with this induced voltage, current  $I_R$  serves as a positive value and an electric charge is stored in the capacitor 5. If the load 6 becomes large, the peak value of current  $I_{Q2}$  and  $I_R$  will become large.

[0007]The control circuit 7 detects the output voltage supplied to the load 6, and it controls the on-off period of the switching transistor 2 so that output voltage becomes a predetermined value. In the control circuit 7, in order to insulate the primary side of a switching power supply unit, and the downstream, transfer of the signal is performed by the photocoupler.

[0008]In such a switching power supply unit, in order to attain efficient-ization, generally a Schottky barrier diode with a small forward voltage drop is used for the diode 4, and the rectification loss is reduced. However, even if it considers various selections of the jointing metals of a Schottky barrier diode, there is a limit in making a forward voltage drop small. Then, in order to aim at reduction of the further rectification loss, small MOSFET of on resistance is used instead of the diode 4.

[0009]

[Problem(s) to be Solved by the Invention]In this case, in order for MOSFET to act as a rectification means, it is necessary to form the synchronous detection device which makes MOSFET drive. For example, when the diode 4 was substituted for MOSFET and it is provided in the switching power supply unit using the flyback type converter of drawing 5, When the switching transistor 2 is made into an OFF state, MOSFET is made into an ON state, and when the switching transistor 2 is made into an ON state, it is necessary to make MOSFET into an OFF state. That is, the synchronous detection device with which MOSFET is equipped needed to perform on-off control contrary to the on-off control of the switching transistor 2, and had the problem that the control constitution of a synchronous detection device became complicated.

[0010]A means to solve such a problem is indicated by JP,9-172775,A. However, in this means, if setting out of the constant voltage supplied to the gate of MOSFET provided with a synchronous detection device is low, when load becomes large, the switching transistor of a primary side will be turned on in the state where current is flowing into the downstream, and big energy loss will arise. For this reason, although the constant voltage was set up in current continuous mode in the place where a current peak is the largest, when load current was small, in such setting out, there was fault that the conduction time of MOSFET will become short.

[0011]The purpose of this invention is as follows.

Let me detect a field effect transistor synchronously by easy composition in view of the above-mentioned problem.

When used by current continuous mode, provide the synchronous detection device which can always lengthen conduction time of a field effect transistor.

It aims at providing the switching power supply unit provided with such a synchronous detection device.

[0012]

[Means for Solving the Problem]To achieve the above objects, in a synchronous detection device concerning this invention, A current detecting means which detects current which flows between source drains of a field effect transistor including current which flows into a parasitic diode, While having a control means which drives said field effect transistor by supplying voltage to a gate of said field effect transistor according to output voltage which this current detecting means outputs, Said control means is considered as composition which differentiates voltage which said current detection means outputs, and is supplied to a gate of said electric field transistor. It may be made for said control means to be provided with a differentiation circuit and a constant voltage diode formed at least in one side between input terminals of this differentiation circuit, and between output terminals.

[0013]In a switching power supply unit concerning this invention, While having a flyback type converter which has a transformer, a switching means connected to a primary side coil of this transformer, and a rectification means and a smoothing means which are connected to secondary winding of said transformer, let said rectification means be a synchronous detection device of composition of having mentioned above.

[0014]In a switching power supply unit concerning this invention, A transformer and a switching means connected to a primary side coil of this transformer, While having a forward type converter which has a rectification means and a commutation means which are connected to secondary winding of said transformer in series, and a coil and a smoothing means by which multiple connection is carried out to this commutation means, Let said commutation means at least be a synchronous detection device of composition of having mentioned above among said rectification means and said commutation means.

[0015]

[Embodiment of the Invention]The switching power supply unit concerning one embodiment of this invention is explained with reference to drawings. Drawing 1 shows the composition of the switching power supply unit using the flyback type converter in one embodiment of this invention. The same numerals are given to the same portion as the switching power supply unit using the conventional flyback type converter of drawing 5, and explanation is omitted.

[0016]A synchronous detection device is explained first. The current transformer 8 with which a synchronous detection device detects the current of n channel form MOSFET10 which has the parasitic diode 10a which makes a forward direction the direction which goes to a drain from source, It has the MOSFET control circuit 9 which carries out on-off control of MOSFET10 according to the output voltage from the current transformer 8.

[0017]The source of MOSFET10 is connected to the cold side of 1 s of secondary windings of the transformer 1, and the drain of MOSFET10 is connected to the end of the input terminal of the current transformer 8. The other end of the input terminal of the current transformer 8 is connected to the negative electrode of the capacitor 5.

[0018]The constant voltage diode 11 is connected between the output terminals of the current transformer 8. The cathode of the constant voltage diode 11 is connected to the end of the capacitor 13, and the anode of the constant voltage diode 11 is connected to the end of the resistance 12, and the drain of MOSFET10. The other end of the capacitor 13 is connected to the other end of the resistance 12, and the gate of MOSFET10.

[0019]Thereby, the MOSFET control circuit 9 can differentiate the output voltage from the current transformer 8, and can output it to the gate of MOSFET10.

[0020]Next, operation of such a switching power supply unit is explained with reference to drawing 2 in which the current and the voltage waveform of each part of a switching power supply unit were shown.

[0021]If the switching transistor 2 receives the voltage signal of a High level from the control circuit 7 and is turned on, voltage  $V_{Q2}$  between source drains of the switching transistor 2 will serve as zero, and current  $I_{Q2}$  will flow through it into the primary winding 1p of the transformer 1 from DC power supply 3. Current  $I_{Q2}$  serves as a waveform which increases gradually for the inductance of the primary winding 1p of the transformer 1. Voltage  $V_{T1}$  of the primary winding 1p of the transformer 1 serves as output voltage of DC power supply 3, and equal positive voltage (a hot side is negative potential and the cold side is positive potential). And since the induced voltage produced in 1 s of secondary windings of the transformer 1 serves as reverse polarity to the parasitic diode 10a of MOSFET10, current  $I_R$  which MOSFET10 will be in an OFF state and flows through MOSFET10 is zero. Therefore, output voltage  $V_{IR}$  of the current transformer 8 and driver voltage  $V_{GS}$  impressed between the gate source of MOSFET10 also serve as zero, and, as for MOSFET10 in a period of an ON state, the switching transistor 2 maintains an OFF state.

[0022]If the switching transistor 2 receives the voltage signal of a Low level from the control circuit 7 and is turned off, voltage  $V_{Q2}$  will go up and current  $I_{Q2}$  will serve as zero. The induced voltage produced in 1 s of secondary windings of the transformer 1, Become the polarity of the forward direction of the parasitic diode 10a of MOSFET10, and current flows via this parasitic diode 10a, The output voltage of the current transformer 8 differentiates by the resistance 12 and the capacitor 13, and is impressed between the gate source of MOSFET10 as driver voltage  $V_{GS}$ . Thereby, MOSFET10 will be in an ON state.

[0023]Therefore, with the induced voltage produced in 1 s of secondary windings of the transformer 1, current  $I_R$  flows via MOSFET10 with small on resistance, and the output voltage of the current

transformer 8 is also continued and generated. For this reason, since driver voltage  $V_{GS}$  is impressed between the gate source of MOSFET10 by the resistance 12 and the capacitor 13 and it continues, MOSFET10 maintains an ON state.

[0024]Then, if current  $I_R$  decreases with reduction of the stored energy of the primary winding 1p of the transformer 1, the output voltage of the current transformer 8 will also decrease. If the output voltage of the current transformer 8 decreases and driver voltage  $V_{GS}$  becomes below threshold voltage  $V_{th}$  of MOSFET10, MOSFET10 will be in an OFF state. MOSFET10 can be made into an OFF state just before the switching transistor 2 will be in an ON state by setting the resistance of the resistance 12, and the capacity of the capacitor 13 as a suitable value.

[0025]If the load 6 becomes large, the peak value of current  $I_R$  will become large, but since the constant voltage diode 11 has restricted the peak value of the output voltage of the current transformer 8, even if the load 6 becomes large, rectifying operation is continued certainly. On the contrary, since current  $I_R$  will become the discontinuous mode and the peak value of current  $I_R$  will become small if the load 6 becomes small, the period whose MOSFET10 is an ON state becomes short to the period when current  $I_R$  is flowing. however, reduction of a rectification loss is desired -- the state of the load 6 -- on the way -- when it is not load but rated load, come out and it is, and since the transformer 1 is designed become current continuous mode when the state of the load 6 is rated load, it is satisfactory.

[0026]Next, a second embodiment of this invention is described. Drawing 3 shows the composition of the switching power supply unit which used the forward type converter. The same \*\*\*\* is given to the switching power supply unit and identical parts of a first embodiment of drawing 1, and explanation is omitted. Since the composition of a primary side is the same as that of drawing 1, it omits explanation, and it explains downstream composition.

[0027]The anode of the diode 14 is connected to the hot secondary-winding 1's of transformer 1' side. The cathode of the diode 14 is connected without the end of the coil 15, and the source of MOSFET10. The other end of the coil 15 is connected to the anode of the capacitor 5, and one end of the load 6. The negative electrode of the capacitor 5 and the other end of the load 6 are connected also to the drain of MOSFET10 via the current transformer 8 while being connected to the cold side of secondary-winding 1's. The input side of the control circuit 7 is connected at the node of the anode of the capacitor 5, and the end of the load 6.

[0028]The constant voltage diode 11 is connected between the output terminals of the current transformer 8. The cathode of the constant voltage diode 11 is connected to the end of the capacitor 13, and the anode of the constant voltage diode 11 is connected to the end of the resistance 12, and the drain of MOSFET10. The other end of the capacitor 13 is connected to the other end of the resistance 12, and the gate of MOSFET10. Thereby, the MOSFET control circuit 9 can differentiate the output voltage from the current transformer 8, and can output it to the gate of MOSFET10.

[0029]Next, operation of such a switching power supply unit is explained with reference to drawing 4 in which the current and the voltage waveform of each part of a switching power supply unit were shown.

[0030]If the switching transistor 2 receives the voltage signal of a High level from the control circuit 7 and is turned on, voltage  $V_{Q2}$  between source drains of the switching transistor 2 will serve as zero, and current  $I_{Q2}$  will flow through it into primary winding 1'p of transformer 1' from DC power supply 3. Voltage  $V_{T1}$  of primary winding 1'p of transformer 1' serves as voltage of DC power supply 3, and equal positive voltage (a hot side is positive potential and the cold side is negative potential). And since induced voltage  $V_{T1}$  produced in secondary-winding 1's of transformer 1' serves as voltage of a forward direction to the diode 14, current  $I_{14}$  flows into the diode 14 and voltage  $V_{T1}$  is supplied to the capacitor 5 and the load 6 via the diode 14. Since the voltage of an opposite direction will be impressed to the parasitic diode 10a of MOSFET10 at this time, current  $I_R$  of the parasitic diode 10a serves as zero. Therefore, output voltage  $V_{IR}$  of the current transformer 8 and driver voltage  $V_{GS}$  impressed between the gate source of MOSFET10 also serve as zero, and, as for MOSFET10 in a period of an ON state, the switching transistor 2 maintains an OFF state.

[0031]If the switching transistor 2 receives the voltage signal of a Low level from the control circuit 7

and is turned off, voltage  $V_{Q2}$  will go up and current  $I_{Q2}$  will serve as zero. Since induced voltage  $V_{T1}$  produced in secondary-winding 1's of transformer 1' serves as voltage of an opposite direction to the diode 14, current  $I_{14}$  becomes zero. And voltage is supplied to MOSFET10 via the smoothing choke 5 and the load 6 by the energy which the coil 15 accumulated when the switching transistor 2 was a period of an ON state from the coil 15. To the parasitic diode 10a, since this voltage is the voltage of a forward direction, Current  $I_R$  flows via the parasitic diode 10a, and the output voltage of the current transformer 8 differentiates by the resistance 12 and the capacitor 13, and is impressed between the gate source of MOSFET10 as driver voltage  $V_{GS}$ . Thereby, MOSFET10 will be in an ON state.

[0032]Therefore, with the induced voltage produced in 1 s of secondary windings of the transformer 1, current  $I_R$  flows via MOSFET10 with small on resistance, and the output voltage of the current transformer 8 is also continued and generated. For this reason, since driver voltage  $V_{GS}$  is impressed between the gate source of MOSFET10 by the resistance 12 and the capacitor 13 and it continues, MOSFET10 maintains an ON state.

[0033]Then, if current  $I_R$  decreases with reduction of the stored energy of the coil 15, the output voltage of the current transformer 8 will also decrease. If the output voltage of the current transformer 8 decreases and driver voltage  $V_{GS}$  becomes below threshold voltage  $V_{th}$  of MOSFET10, MOSFET10 will be in an OFF state. MOSFET10 can be made into an OFF state just before the switching transistor 2 will be in an ON state by setting the resistance of the resistance 12, and the capacity of the capacitor 13 as a suitable value.

[0034]If the load 6 becomes large, the peak value of current  $I_R$  will become large, but since the constant voltage diode 11 has restricted the peak value of the output voltage of the current transformer 8, even if the load 6 becomes large, rectifying operation is continued certainly. On the contrary, since current  $I_R$  will become the discontinuous mode and the peak value of current  $I_R$  will become small if the load 6 becomes small, the period whose MOSFET10 is an ON state becomes short to the period when current  $I_R$  is flowing. however, reduction of a rectification loss is desired -- the state of the load 6 -- on the way -- when it is not load but rated load, come out and it is, and since the transformer 1 is designed become current continuous mode when the state of the load 6 is rated load, it is satisfactory.

[0035]In this embodiment, although the diode 14 was used as a rectification means, this invention is not limited to this and may use MOSFET provided with the synchronous detection device as a rectification means. Although the thing of the n channel form was used for MOSEFT in the first and a second embodiment, this invention is not limited to this and can also use p channel form MOSEFT. In this case, it is good to set up the connection polarity of the constant voltage diode 11 according to electric conduction form.

[0036]  
[Effect of the Invention]Since according to this invention the control means which drives a field effect transistor differentiates the voltage which a current detection means to detect the current which flows through a field effect transistor outputs and supplies it to the gate of said field effect transistor, By setting up the circuit constant of a control means appropriately, when used by current continuous mode, voltage which is not concerned with the size of a current value which flows into said field effect transistor, but is supplied to said gate can be carried out more than the threshold voltage of said field effect transistor. While making a field effect transistor by this detect synchronously by easy composition, when used by current continuous mode, conduction time of a field effect transistor can always be lengthened.

[0037]According to this invention, since said control means is provided with the differentiation circuit and the constant voltage diode formed at least in one side between the input terminals of this differentiation circuit, and between output terminals, it can restrict the peak value of the output voltage of a current detecting means with a constant voltage diode. Also when the current which flows into a field effect transistor becomes large by this, the rectifying operation of said field effect transistor can be continued certainly.

[0038]Since the field effect transistor which equipped the rectification means with the synchronous detection device is used according to this invention, the rectification loss of a rectification means can be decreased. Thereby, the efficiency of a switching power supply unit is improvable. The control

means which drives said field effect transistor provided in said synchronous detection device. Since the voltage which a current detection means to detect the current which flows through a field effect transistor outputs is differentiated and the gate of said field effect transistor is supplied, at the time of current continuous mode, conduction time of a field effect transistor can always be lengthened. [0039]Since the field effect transistor which equipped the commutation means with the synchronous detection device at least among the commutation means and the rectification means is used according to this invention, a rectification loss can be decreased. Thereby, the efficiency of a switching power supply unit is improvable. The control means which drives said field effect transistor provided in said synchronous detection device. Since the voltage which a current detection means to detect the current which flows through a field effect transistor outputs is differentiated and the gate of said field effect transistor is supplied, at the time of current continuous mode, conduction time of a field effect transistor can always be lengthened.

---

[Translation done.]

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2002-95248

(P2002-95248A)

(43)公開日 平成14年3月29日(2002.3.29)

(51)Int.Cl.<sup>7</sup>

H 02 M 3/28  
7/21

識別記号

F I

H 02 M 3/28  
7/21

テ-マコ-ト<sup>\*</sup>(参考)  
F 5 H 0 0 6  
A 5 H 7 3 0

審査請求 未請求 請求項の数4 OL (全7頁)

(21)出願番号 特願2000-279809(P2000-279809)

(22)出願日 平成12年9月14日(2000.9.14)

(71)出願人 000005049

シャープ株式会社  
大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号

(72)発明者 佐々木 正人

大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号 シ  
ヤープ株式会社内

(74)代理人 100085501

弁理士 佐野 静夫

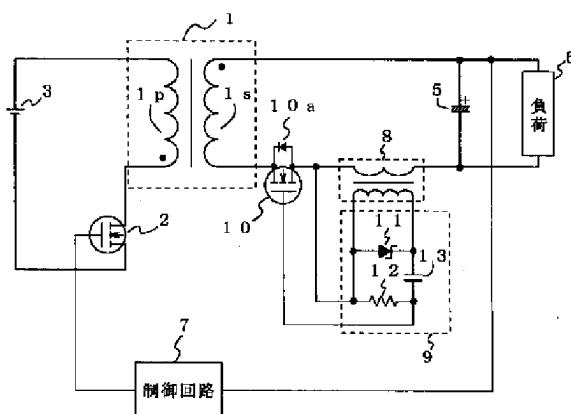
Fターム(参考) 5H006 AA05 CA02 CA07 CB03 CB07  
CC08 DA04 DC02  
5H730 AA14 AS01 BB23 BB43 BB57  
DD04 EE02 EE07 EE08 EE10  
EE14 FD01 FD31 FD51

(54)【発明の名称】 同期整流装置及びこれを備えたスイッチング電源装置

(57)【要約】

【課題】 簡単な構成により電界効果トランジスタを同期整流させるとともに、電流連続モードで使用されるときにおいて電界効果トランジスタの導通時間を常に長くすることができる同期整流装置及びこれを備えたスイッチング電源装置を提供する。

【解決手段】 MOSFET 10のソースドレイン間に流れる電流を寄生ダイオード 10a に流れる電流を含めて検出するカレントトランジスト 8から出力される電圧を抵抗 12 及びコンデンサ 13 からなる微分回路によって微分してMOSFET 10のゲートに供給する。



### 【特許請求の範囲】

【請求項1】電界効果トランジスタのソースードレイン間に流れる電流を寄生ダイオードに流れる電流を含めて検出する電流検出手段と、該電流検出手段が outputする電圧に応じて前記電界効果トランジスタのゲートに電圧を供給することによって前記電界効果トランジスタを駆動する制御手段と、を備え、前記電界効果トランジスタを駆動する同期整流装置であって、

前記制御手段は前記電流検知手段が outputする電圧を微分して前記電界トランジスタのゲートに供給することを特徴とする同期整流装置。

【請求項2】前記制御手段は、微分回路と、該微分回路の入力端子間と出力端子間の少なくとも一方に設けられる定電圧ダイオードと、を備える請求項1に記載の同期整流装置。

【請求項3】トランスと、該トランスの一次側巻線に接続されるスイッチング手段と、前記トランスの二次側巻線に接続される整流手段および平滑手段と、を有するフライバック型コンバータを備えたスイッチング電源装置において、

前記整流手段は請求項1または請求項2に記載の同期整流装置を備える電界効果トランジスタであることを特徴とするスイッチング電源装置。

【請求項4】トランスと、該トランスの一次側巻線に接続されるスイッチング手段と、前記トランスの二次側巻線に直列に接続される整流手段および転流手段と、該転流手段に並列接続されるコイルおよび平滑手段と、を有するフォワード型コンバータを備えたスイッチング電源装置において、

前記整流手段および前記転流手段のうち、少なくとも前記転流手段は請求項1または請求項2に記載の同期整流装置を備える電界効果トランジスタであることを特徴とするスイッチング電源装置。

### 【発明の詳細な説明】

#### 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、電界効果トランジスタに流れる電流に同期して前記電界効果トランジスタをオン・オフさせる同期整流装置およびこれを備えたスイッチング電源装置に関するものである。

#### 【0002】

【従来の技術】入力電圧を所望の出力電圧とし且つ安定化して負荷に供給するスイッチング電源装置では、安全性やノイズの観点から一次側と二次側とを電気的に絶縁する必要がある場合には、互いに絶縁された一次巻線及び二次巻線を持つトランスが用いられる。トランスを備えたスイッチング電源装置の従来例として、図5に示すようなフライバック型コンバータを用いたスイッチング電源装置が挙げられる。

【0003】図5に示すフライバック型コンバータを用いたスイッチング電源装置の構成について説明する。ま

ず、トランス1の一次側について説明する。直流電源3の正極は、トランス1の一次巻線1pのコールド側に接続されている。トランス1の一次巻線1pのホット側には、nチャネル形MOSFETであるスイッチングトランジスタ2のドレンが接続されている。また、スイッチングトランジスタ2のソースは直流電源3の負極に接続されている。さらに、スイッチングトランジスタ2のゲートは後述する制御回路7の出力側に接続されている。

【0004】次にトランス1の二次側について説明する。トランス1の二次巻線1sのホット側にはコンデンサ5の正極が接続され、コンデンサ5の負極はダイオード4のアノードに接続されている。また、ダイオード4のカソードはトランス1の二次巻線1sのコールド側に接続されている。さらに、コンデンサ5の両端に負荷6が接続され、コンデンサ5の正極と負荷6との接続点に制御回路7の入力側が接続されている。

【0005】上記構成のフライバック型コンバータを用いたスイッチング電源装置の動作について図6を参照して説明する。スイッチングトランジスタ2が制御回路7からHighレベルの電圧信号を受け取ってオン状態になると、スイッチングトランジスタ2のドレン-ソース間電圧 $V_{Q2}$ が零になり、直流電源3からトランス1の一次巻線1pに電流 $I_{Q2}$ が流れる。電流 $I_{Q2}$ はトランス1の一次巻線1pのインダクタンスのために次第に増加する波形となる。また、トランス1の一次巻線1pの電圧 $V_{T1}$ は直流電源3の出力電圧と等しい正電圧（ホット側が負電位、コールド側が正電位）となる。そして、トランス1の二次巻線1sにも誘起電圧が生じるがホット側が負電位、コールド側が正電位であるので、ダイオード4の整流作用によりダイオード4を流れる電流 $I_R$ は零になる。このようにして、スイッチングトランジスタ2がオン状態の期間はトランス1の一次巻線1pにエネルギーが蓄積される。

【0006】スイッチングトランジスタ2が制御回路7からLowレベルの電圧信号を受け取ってオフ状態になると、電流 $I_{Q2}$ の増加が止まり零になるのでトランス1のコアの磁束変化が止まり、トランス1の一次巻線1pの電圧 $V_{T1}$ は負電圧（ホット側が正電位、コールド側が負電位）となる。電圧 $V_{Q2}$ はトランス1の一次巻線1pの逆起電圧も加わって大きくなる。また、トランス1の二次側では、トランス1の一次巻線1pに蓄積されていたエネルギーによって二次巻線1sに誘起電圧（ホット側が正電位、コールド側が負電位）が生じる。この誘起電圧によってダイオード4には順方向の電圧が印加されるので、電流 $I_R$ は正の値となりコンデンサ5に電荷が蓄えられる。尚、負荷6が大きくなると、電流 $I_{Q2}$ および $I_R$ のピーク値が大きくなる。

【0007】制御回路7は、負荷6に供給される出力電圧を検出し、出力電圧が所定値になるようにスイッチ

グトランジスタ2のオン・オフ期間を制御する。制御回路7ではスイッチング電源装置の一次側と二次側を絶縁するためにフォトカプラによって信号の伝達が行われている。

【0008】このようなスイッチング電源装置では高効率化を図るため、一般にダイオード4に順方向電圧降下が小さいショットキーバリアダイオードを用い、整流損失を低減している。しかし、ショットキーバリアダイオードの接合金属の選択を種々検討しても順方向電圧降下を小さくするには限界がある。そこで、さらなる整流損失の低減を図るために、ダイオード4の代わりにオン抵抗の小さいMOSFETが用いられる。

#### 【0009】

【発明が解決しようとする課題】この場合、MOSFETが整流手段として作用するためにはMOSFETを駆動させる同期整流装置を設ける必要がある。例えば図5のフライバック型コンバータを用いたスイッチング電源装置においてMOSFETをダイオード4に代替して設けた場合、スイッチングトランジスタ2をオフ状態にしたときにMOSFETをオン状態とし、スイッチングトランジスタ2をオン状態にしたときにMOSFETをオフ状態にする必要がある。すなわち、MOSFETに備えられる同期整流装置は、スイッチングトランジスタ2のオン・オフ制御と逆のオン・オフ制御を行う必要があり、同期整流装置の制御構成が複雑となるという問題があった。

【0010】このような問題点を解決する手段が、特開平9-172775号公報に開示されている。しかし、この手段では、同期整流装置を備えるMOSFETのゲートに供給される定電圧の設定が低ければ、負荷が大きくなったりとき二次側に電流が流れている状態で一次側のスイッチングトランジスタがオン状態になってしまい、大きなエネルギー損失が生じる。このため、定電圧は電流連続モードにおいて電流ピークが最も大きいところで設定されるが、このような設定では負荷電流が小さいときにMOSFETの導通時間が短くなってしまうという不具合があった。

【0011】本発明は、上記の問題点に鑑み、簡単な構成により電界効果トランジスタを同期整流させるとともに、電流連続モードで使用されるときにおいて電界効果トランジスタの導通時間を常に長くすることができる同期整流装置を提供することを目的とする。また、このような同期整流装置を備えたスイッチング電源装置を提供することを目的とする。

#### 【0012】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するために、本発明に係る同期整流装置においては、電界効果トランジスタのソースドレイン間に流れる電流を寄生ダイオードに流れる電流を含めて検出する電流検出手段と、該電流検出手段が出力する出力電圧に応じて前記電

界効果トランジスタのゲートに電圧を供給することによって前記電界効果トランジスタを駆動する制御手段と、を備えるとともに、前記制御手段は、前記電流検知手段が出力する電圧を微分して前記電界トランジスタのゲートに供給するような構成とする。さらに、前記制御手段は、微分回路と、該微分回路の入力端子間と出力端子間の少なくとも一方に設けられる定電圧ダイオードと、を備えるようにしてよい。

【0013】また、本発明に係るスイッチング電源装置においては、トランスと、該トランスの一次側巻線に接続されるスイッチング手段と、前記トランスの二次側巻線に接続される整流手段および平滑手段と、を有するフライバック型コンバータを備えるとともに、前記整流手段は上述した構成の同期整流装置とする。

【0014】また、本発明に係るスイッチング電源装置においては、トランスと、該トランスの一次側巻線に接続されるスイッチング手段と、前記トランスの二次側巻線に直列に接続される整流手段および転流手段と、該転流手段に並列接続されるコイルおよび平滑手段と、を有するフォワード型コンバータを備えるとともに、前記整流手段および前記転流手段のうち、少なくとも前記転流手段は上述した構成の同期整流装置とする。

#### 【0015】

【発明の実施の形態】本発明の一実施形態に係るスイッチング電源装置について図面を参照して説明する。図1は、本発明の一実施形態におけるフライバック型コンバータを用いたスイッチング電源装置の構成を示したものである。図5の従来のフライバック型コンバータを用いたスイッチング電源装置と同一の部分には同一の符号を付し、説明を省略する。

【0016】まず同期整流装置について説明する。同期整流装置は、ソースからドレンに向かう方向を順方向とする寄生ダイオード10aを有するnチャネル形MOSFET10の電流を検出するカレントトランス8と、カレントトランス8からの出力電圧に応じてMOSFET10をオン・オフ制御するMOSFET制御回路9と、を備えている。

【0017】MOSFET10のソースはトランス1の二次巻線1sのコールド側に接続されており、MOSFET10のドレンはカレントトランス8の入力端子の一端に接続されている。また、カレントトランス8の入力端子の他端は、コンデンサ5の負極に接続されている。

【0018】カレントトランス8の出力端子間に定電圧ダイオード11が接続されている。定電圧ダイオード11のカソードはコンデンサ13の一端に接続され、定電圧ダイオード11のアノードは抵抗12の一端及びMOSFET10のドレンに接続されている。また、コンデンサ13の他端は、抵抗12の他端及びMOSFET10のゲートに接続されている。

【0019】これにより、MOSFET制御回路9はカレントトランス8からの出力電圧を微分してMOSFET10のゲートに出力することができる。

【0020】次に、このようなスイッチング電源装置の動作について、スイッチング電源装置の各部の電流・電圧波形を示した図2を参照して説明する。

【0021】スイッチングトランジスタ2が制御回路7からHighレベルの電圧信号を受け取ってオン状態になると、スイッチングトランジスタ2のソースードレン間電圧 $V_{Q2}$ は零となり、直流電源3からトランス1の一次巻線1pに電流 $I_{Q2}$ が流れ。電流 $I_{Q2}$ はトランス1の一次巻線1pのインダクタンスのために次第に増加する波形となる。また、トランス1の一次巻線1pの電圧 $V_{T1}$ は直流電源3の出力電圧と等しい正電圧（ホット側が負電位、コールド側が正電位）となる。そして、トランス1の二次巻線1sに生じる誘起電圧はMOSFET10の寄生ダイオード10aに対して逆極性となるから、MOSFET10はオフ状態となり、MOSFET10を流れる電流 $I_R$ は零である。従って、カレントトランス8の出力電圧 $V_{IR}$ 、MOSFET10のゲートーソース間に印加される駆動電圧 $V_{GS}$ も零となり、スイッチングトランジスタ2がオン状態の期間中MOSFET10はオフ状態を持続する。

【0022】スイッチングトランジスタ2が制御回路7からLowレベルの電圧信号を受け取ってオフ状態になると、電圧 $V_{Q2}$ は上昇し、また、電流 $I_{Q2}$ は零となる。またトランス1の二次巻線1sに生じる誘起電圧は、MOSFET10の寄生ダイオード10aの順方向の極性となり、この寄生ダイオード10aを介して電流が流れ、カレントトランス8の出力電圧が抵抗12とコンデンサ13によって微分され、駆動電圧 $V_{GS}$ としてMOSFET10のゲートーソース間に印加される。これにより、MOSFET10はオン状態となる。

【0023】従って、トランス1の二次巻線1sに生じる誘起電圧により、オン抵抗が小さいMOSFET10を介して電流 $I_R$ が流れ、カレントトランス8の出力電圧も継続して発生する。このため、抵抗12とコンデンサ13とによりMOSFET10のゲートーソース間に駆動電圧 $V_{GS}$ が印加される続けるのでMOSFET10はオン状態を持続する。

【0024】その後、トランス1の一次巻線1pの蓄積エネルギーの減少に伴い電流 $I_R$ が減少すると、カレントトランス8の出力電圧も減少する。カレントトランス8の出力電圧が減少し、駆動電圧 $V_{GS}$ がMOSFET10の閾値電圧 $V_{th}$ 以下になると、MOSFET10はオフ状態となる。抵抗12の抵抗値とコンデンサ13の容量を適切な値に設定することでスイッチングトランジスタ2がオン状態となる直前にMOSFET10をオフ状態にすることができます。

【0025】また、負荷6が大きくなると電流 $I_R$ のピ

ーク値が大きくなるが、定電圧ダイオード11でカレントトランス8の出力電圧のピーク値を制限しているので負荷6が大きくなつても確実に整流動作を継続する。逆に、負荷6が小さくなると電流 $I_R$ は不連続モードになり、電流 $I_R$ のピーク値が小さくなるため、電流 $I_R$ が流れている期間に対してMOSFET10がオン状態である期間は短くなる。しかしながら、整流損失の低減が望まれているのは、負荷6の状態が途中負荷ではなく定格負荷のときにおいてであり、トランス1は負荷6の状態が定格負荷のときに電流連続モードになるように設計されているので、問題ない。

【0026】次に本発明の第二実施形態について説明する。図3は、フォワード型コンバータを用いたスイッチング電源装置の構成を示したものである。尚、図1の第一実施形態のスイッチング電源装置と同一部分には同一の部号を付し、説明を省略する。一次側の構成は図1と同様であるので説明を省略し、二次側の構成について説明する。

【0027】トランス1'の二次巻線1'sのホット側にダイオード14のアノードが接続されている。ダイオード14のカソードはコイル15の一端と、MOSFET10のソースと、に接続されている。コイル15の他端は、コンデンサ5の正極及び負荷6の一端に接続されている。コンデンサ5の負極及び負荷6の他端は二次巻線1'sのコールド側に接続されるとともにカレントトランス8を介して、MOSFET10のドレンにも接続される。コンデンサ5の正極と負荷6の一端との接続点には、制御回路7の入力側が接続されている。

【0028】また、カレントトランス8の出力端子間に、定電圧ダイオード11が接続されている。定電圧ダイオード11のカソードはコンデンサ13の一端に接続され、定電圧ダイオード11のアノードは抵抗12の一端及びMOSFET10のドレンに接続されている。また、コンデンサ13の他端は、抵抗12の他端及びMOSFET10のゲートに接続されている。これにより、MOSFET制御回路9はカレントトランス8からの出力電圧を微分してMOSFET10のゲートに出力することができる。

【0029】次にこのようなスイッチング電源装置の動作について、スイッチング電源装置の各部の電流・電圧波形を示した図4を参照して説明する。

【0030】スイッチングトランジスタ2が制御回路7からHighレベルの電圧信号を受け取ってオン状態になると、スイッチングトランジスタ2のソースードレン間電圧 $V_{Q2}$ は零となり、直流電源3からトランス1'の一次巻線1'pに電流 $I_{Q2}$ が流れ。また、トランス1'の一次巻線1'pの電圧 $V_{T1}$ は直流電源3の電圧と等しい正電圧（ホット側が正電位、コールド側が負電位）となる。そして、トランス1'の二次巻線1'sに生じる誘起電圧 $V_{T1}$ はダイオード14に対して順方向の

電圧となるから、ダイオード14には電流 $I_{14}$ が流れ電圧 $V_{T1}$ はダイオード14を介してコンデンサ5と負荷6に供給される。このとき、MOSFET10の寄生ダイオード10aには逆方向の電圧が印加されることになるので、寄生ダイオード10aの電流 $I_R$ は零となる。従って、カレントトランジスト8の出力電圧 $V_{IR}$ 、MOSFET10のゲートソース間に印加される駆動電圧 $V_{GS}$ も零となり、スイッチングトランジスタ2がオン状態の期間中MOSFET10はオフ状態を維持する。

【0031】スイッチングトランジスタ2が制御回路7からLowレベルの電圧信号を受け取ってオフ状態になると、電圧 $V_{Q2}$ は上昇し、電流 $I_{Q2}$ は零となる。また、トランジスト1'の二次巻線1'sに生じる誘起電圧 $V_{T1}$ は、ダイオード14に対して逆方向の電圧となるから、電流 $I_{14}$ は零となる。そして、スイッチングトランジスタ2がオン状態の期間のときにコイル15が蓄積したエネルギーによって、コイル15から平滑コイル5および負荷6を介してMOSFET10に電圧が供給される。この電圧は寄生ダイオード10aに対して順方向の電圧であるので、寄生ダイオード10aを介して電流 $I_R$ が流れ、カレントトランジスト8の出力電圧が抵抗12とコンデンサ13によって微分され、駆動電圧 $V_{GS}$ としてMOSFET10のゲートソース間に印加される。これにより、MOSFET10はオン状態となる。

【0032】従って、トランジスト1の二次巻線1sに生じる誘起電圧により、オン抵抗が小さいMOSFET10を介して電流 $I_R$ が流れ、カレントトランジスト8の出力電圧も継続して発生する。このため、抵抗12とコンデンサ13によりMOSFET10のゲートソース間に駆動電圧 $V_{GS}$ が印加される続けるのでMOSFET10はオン状態を維持する。

【0033】その後、コイル15の蓄積エネルギーの減少に伴い電流 $I_R$ が減少すると、カレントトランジスト8の出力電圧も減少する。カレントトランジスト8の出力電圧が減少し、駆動電圧 $V_{GS}$ がMOSFET10の閾値電圧 $V_{th}$ 以下になると、MOSFET10はオフ状態となる。抵抗12の抵抗値とコンデンサ13の容量を適切な値に設定することでスイッチングトランジスタ2がオン状態となる直前にMOSFET10をオフ状態にすることができる。

【0034】また、負荷6が大きくなると電流 $I_R$ のピーク値が大きくなるが、定電圧ダイオード11でカレントトランジスト8の出力電圧のピーク値を制限しているので負荷6が大きくなても確実に整流動作を継続する。逆に、負荷6が小さくなると電流 $I_R$ は不連続モードになり、電流 $I_R$ のピーク値が小さくなるため、電流 $I_R$ が流れている期間に対して、MOSFET10がオン状態である期間は短くなる。しかしながら、整流損失の低減が望まれているのは、負荷6の状態が途中負荷ではなく定格負荷のときにおいてであり、トランジスト1は負荷6の状

態が定格負荷のときに電流連続モードになるように設計されているので、問題ない。

【0035】尚、本実施形態では、整流手段としてダイオード14を用いたが、本発明はこれに限定されることはなく、整流手段として同期整流装置を備えたMOSFETを用いてもよい。また、第一及び第二実施形態においてMOSFETにnチャネル形のものを用いたが、本発明はこれに限定されるものではなく、pチャネル形MOSFETを用いることもできる。この場合、導電形式に応じて定電圧ダイオード11の接続極性を設定するといよい。

#### 【0036】

【発明の効果】本発明によると、電界効果トランジスタを駆動する制御手段は電界効果トランジスタを流れる電流を検知する電流検知手段が outputする電圧を微分して前記電界効果トランジスタのゲートに供給するので、制御手段の回路定数を適切に設定することによって、電流連続モードで使用されるときは前記電界効果トランジスタに流れる電流値の大小に関わらず前記ゲートに供給される電圧を前記電界効果トランジスタの閾値電圧以上にすることができる。これにより、簡単な構成により電界効果トランジスタを同期整流させるとともに、電流連続モードで使用されるときにおいて電界効果トランジスタの導通時間を常に長くすることができる。

【0037】また、本発明によると、前記制御手段は、微分回路と、該微分回路の入力端子間と出力端子間の少なくとも一方に設けられる定電圧ダイオードと、を備えているので、定電圧ダイオードで電流検出手段の出力電圧のピーク値を制限することができる。これにより、電界効果トランジスタに流れる電流が大きくなったときも前記電界効果トランジスタの整流動作を確実に継続することができる。

【0038】また、本発明によると、整流手段に同期整流装置を備えた電界効果トランジスタを用いるので、整流手段の整流損失を減少させることができる。これにより、スイッチング電源装置の効率を改善することができる。また、前記同期整流装置に設けられる前記電界効果トランジスタを駆動する制御手段は、電界効果トランジスタを流れる電流を検知する電流検知手段が outputする電圧を微分して前記電界効果トランジスタのゲートに供給するので、電流連続モードにおいて電界効果トランジスタの導通時間を常に長くすることができる。

【0039】また、本発明によると、転流手段および整流手段のうち、少なくとも転流手段に同期整流装置を備えた電界効果トランジスタを用いるので、整流損失を減少させることができる。これにより、スイッチング電源装置の効率を改善することができる。また、前記同期整流装置に設けられる前記電界効果トランジスタを駆動する制御手段は、電界効果トランジスタを流れる電流を検知する電流検知手段が outputする電圧を微分して前記電界

効果トランジスタのゲートに供給するので、電流連続モード時において電界効果トランジスタの導通時間を常に長くすることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の第一実施形態のスイッチング電源装置の構成を示す図である。

【図2】 本発明の第一実施形態のスイッチング電源装置の動作波形を示す図である。

【図3】 本発明の第二実施形態のスイッチング電源装置の構成を示す図である。

【図4】 本発明の第二実施形態のスイッチング電源装置の動作波形を示す図である。

【図5】 従来のスイッチング電源装置の構成を示す図である。

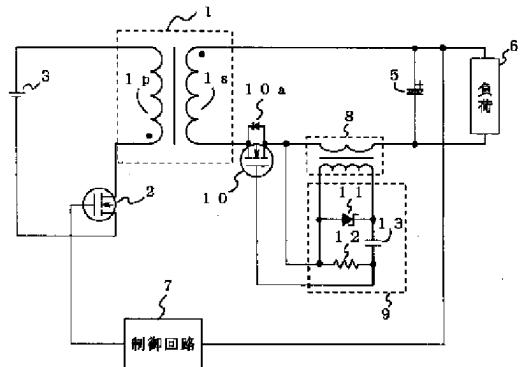
【図6】 従来のスイッチング電源装置の動作波形

を示す図である。

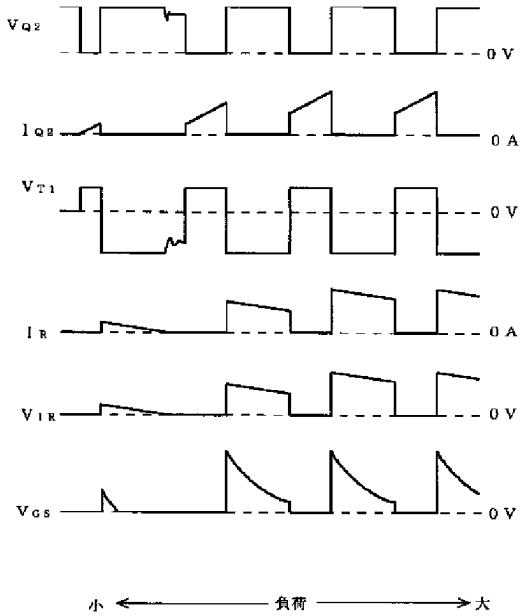
【符号の説明】

- 1、1' トランジスト
- 1 p、1' p 一次巻線
- 1 s、1' s 二次巻線
- 2 スイッチングトランジスタ
- 4、14 ダイオード
- 5、13 コンデンサ
- 8 カレントトランジスト
- 9 MOSFET制御回路
- 10 MOSFET
- 10a 寄生ダイオード
- 11 定電圧ダイオード
- 12 抵抗
- 15 コイル

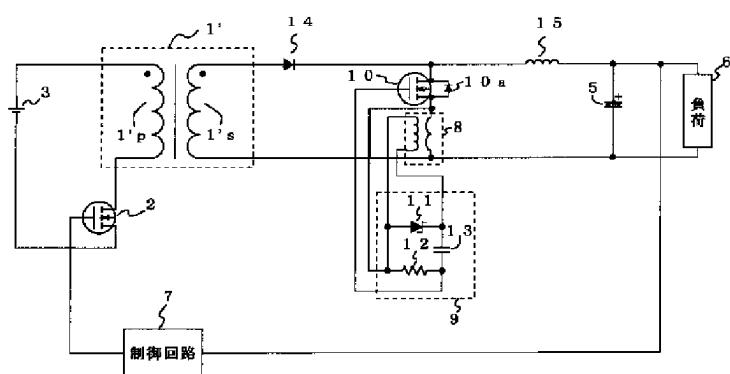
【図1】



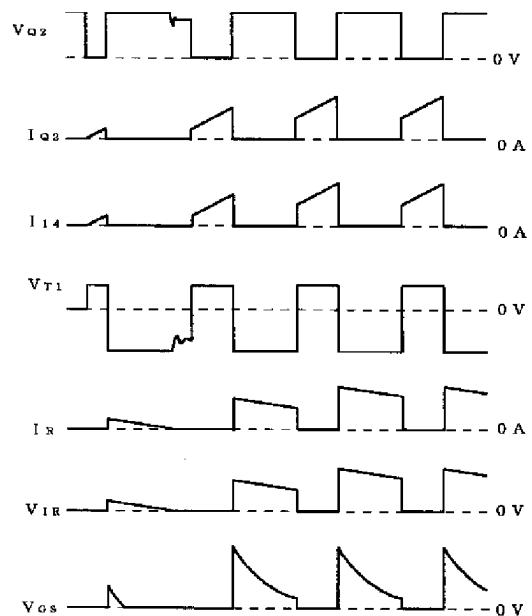
【図2】



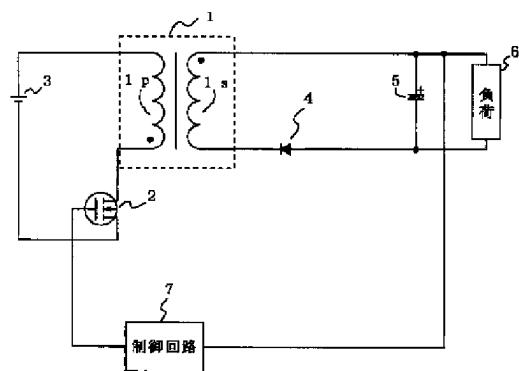
【図3】



【図4】

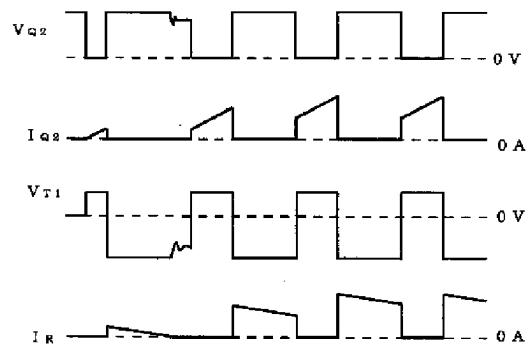


【図5】



小 ← 負荷 → 大

【図6】



小 ← 負荷 → 大